

Convertidor CC-CC Reductor Síncrono con Red de Cancelación de Rizado para un Amplificador de Envolvente de Alto Ancho de Banda y Alto Rendimiento

D. Díaz, O. García, J.A. Oliver, P. Alou, J.A. Cobos

Universidad Politécnica de Madrid, Centro de Electrónica Industrial

José Gutierrez Abascal 2, 28006 Madrid, Spain

Telephone: +34 91 3363191

E-mail: daniel.diaz@upm.es

ABSTRACT — *En este artículo se presenta un convertidor CC-CC de una etapa para un amplificador de envolvente de alto rendimiento y alto ancho de banda. Se ha aplicado la técnica de cancelación de rizado a un convertidor reductor síncrono para cancelar el rizado de corriente de salida y así poder disminuir la frecuencia de conmutación sin una reducción en el ancho de banda de gran señal. Se ha modelado el convertidor reductor con red de cancelación de rizado y se detalla el nuevo diseño del mismo, presentándose las ventajas del diseño propuesto así como la validación experimental. La función de transferencia del filtro de salida del convertidor reductor con red de cancelación de rizado se ha modelado y comparado con medidas experimentales, mostrando una buena correspondencia. Se ha validado experimentalmente el diseño propuesto para una frecuencia de conmutación de 4MHz para tensión de salida continua y con una referencia sinusoidal. Asimismo, se incluye una validación experimental adicional, donde se compara el rendimiento de esta solución con el del diseño equivalente (mismo ancho de banda y rizado de tensión de salida) del convertidor reductor síncrono convencional.*

I. INTRODUCCIÓN

El amplificador de envolvente (AE) que alimenta el amplificador de potencia de radiofrecuencia cuando se aplican las técnicas de seguimiento de envolvente (envelope tracking o ET) [1] o de eliminación y restauración de envolvente (envelope elimination and restoration o EER) [2] tiene que cumplir varias características como un alto ancho de banda de gran señal, alta linealidad, asegurar una transmisión de la señal sin pérdida de la calidad de la misma y un alto rendimiento.

Una solución en una etapa tiene las ventajas de una buena linealidad y ancho de banda, pero ello se ve penalizado con un gran aumento en la frecuencia de conmutación por lo que el rendimiento bajará y la calidad de la señal transmitida y la fiabilidad del convertidor se verán afectadas. Una solución de alto rendimiento en una etapa puede ser un amplificador de clase E [3,4] incluso a altas frecuencias de conmutación si se consigue una conmutación suave (zero voltage switching o ZVS). Por otro lado, la capacidad de tener ZVS se pierde si se requiere una modulación del ciclo de trabajo, por lo que en una aplicación como la propuesta donde se requiere un rango de tensión de salida muy amplio no es una buena alternativa de diseño.

Otras soluciones en el estado del arte proponen una solución híbrida que consiste en una etapa basada en un regulador lineal, en una configuración serie [5] o paralelo [6] de un convertidor CC-CC y un regulador lineal. Estas arquitecturas proporcionan un buen balance entre las especificaciones detalladas anteriormente pero tienen la desventaja de la complejidad añadida debido a las etapas adicionales que son necesarias.

En este artículo se propone una nueva solución en una etapa para el amplificador de envolvente que tiene las ventajas de un alto ancho de banda y de la cancelación del rizado de corriente de salida que permite una reducción de la frecuencia de conmutación comparada con el diseño equivalente del convertidor reductor convencional, y por lo tanto incrementa el rendimiento y la fiabilidad del convertidor.

Las especificaciones de este trabajo, basadas en un nuevo diseño del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado, cumplen con los requerimientos en potencia y frecuencia del amplificador de envolvente del RFPA en aplicaciones como microsátélites o sistemas de radio truncados. En cualquier caso, la solución que se presenta en este artículo no se limita a estas especificaciones y puede ser utilizada en otras aplicaciones.

II. NUEVO DISEÑO PARA UN CONVERTIDOR REDUCTOR CON RED DE CANCELACIÓN DE RIZADO

La técnica de cancelación de rizado es bien conocida y ofrece, teóricamente, un rizado de salida (o de entrada) nulo [7,8]. Añadiendo únicamente algunos componentes pasivos, el comportamiento del convertidor puede mejorarse sin un gran incremento en las pérdidas de potencia. Este trabajo se ha centrado en el convertidor reductor síncrono como el que se muestra en la Figura 1, pero esta técnica puede aplicarse a otras topologías como se muestra en [9,10].

El objetivo es lograr un rizado de corriente cero diseñando apropiadamente el valor de la inductancia de L_2 . En el estado del arte se asume el valor de la capacidad de C_b lo suficientemente grande para asegurar un bloqueo de tensión continua de salida V_o , una relación de $N:1$ para las bobinas acopladas ($N>1$) L_{1A} y L_{1B} (Figura 1) y obtener una única

solución (1) para L_2 dado L_{1A} y la relación de vueltas de las bobinas acopladas N como se muestra en [7].

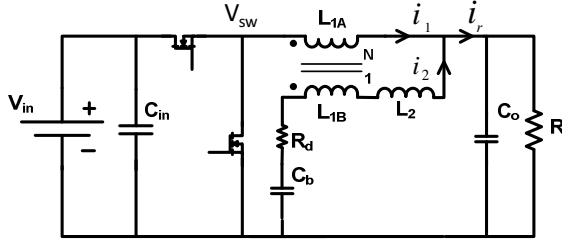


Figura 1. Esquemático del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado de salida

$$L_2 = L_{1A} \cdot \frac{1}{N} \cdot \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (1)$$

Bajo las anteriores consideraciones de diseño, el efecto de la cancelación de rizado es independiente de la frecuencia de conmutación, del ciclo de trabajo o de otros parámetros del convertidor [7].

En la Figura 2 se muestra una simulación en el dominio del tiempo del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado. Los rizados de corriente de i_1 e i_2 son iguales y opuestos de manera que su suma, i_r , tiene un rizado nulo (despreciable en la práctica). En la Figura 3 se muestra el diagrama de bode en módulo de la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida y se compara con el convertidor elevador convencional.

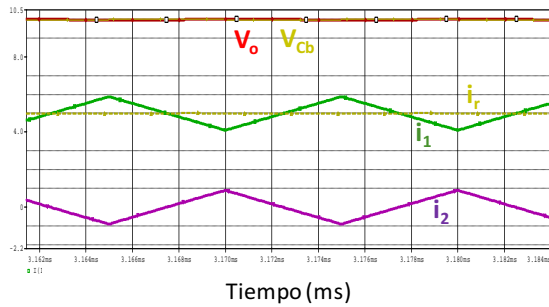


Figura 2. Simulación del convertidor reductor con red de cancelación de rizado; operación en régimen permanente

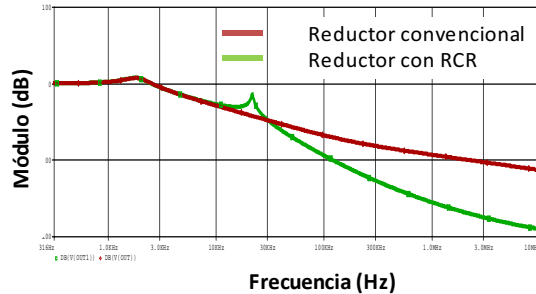


Figura 3. Diagrama de bode (módulo) de la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida; convertidor reductor con red de cancelación y comparación con el reductor convencional equivalente (mismo ancho de banda de gran señal)

En este trabajo se presenta una implementación de la técnica de cancelación de rizado para un convertidor reductor síncrono donde el objetivo es aumentar el ancho de banda de gran señal sin aumentar la frecuencia de conmutación y sin perder la cancelación de rizado de corriente de salida. Esto permitiría una reducción de la frecuencia de conmutación para el mismo ancho de banda y rizado de tensión de salida comparado con el reductor convencional equivalente.

Para poder aumentar el ancho de banda, los componentes pasivos del filtro de salida deben ser reducidos sin perder la eficiencia de la red de cancelación de rizado de corriente. Una disminución en L_{1A} implicaría un mayor rizado de corriente en el circuito, aunque a la salida sea cancelado, que generaría pérdidas adicionales por lo que solamente puede asumirse una pequeña reducción de esta inductancia. La relación de vueltas N se ha considerado lo suficientemente alta para poder conseguir una reducción en el valor de la inductancia de L_2 . El valor de C_b es el parámetro clave ya que, en principio, puede reducirse mucho sin grandes limitaciones en cuanto a las pérdidas del convertidor. El efecto de una reducción en su capacidad será la aparición de un rizado de tensión en el mismo, que asumiremos sinusoidal, sobre la tensión de continua V_o , que aumentará el rizado de la corriente i_2 y que deberá ser tenido en cuenta en el diseño de L_2 para una correcta cancelación de rizado de corriente.

III. ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON RED DE CANCELACIÓN DE RIZADO

El convertidor reductor con red de cancelación de rizado con el nuevo diseño propuesto ha sido analizado y simulado. Puede verse en la Figura 4 el comportamiento dinámico y la alta atenuación del filtro de salida para una determinada frecuencia, centrado en 4MHz en este caso.

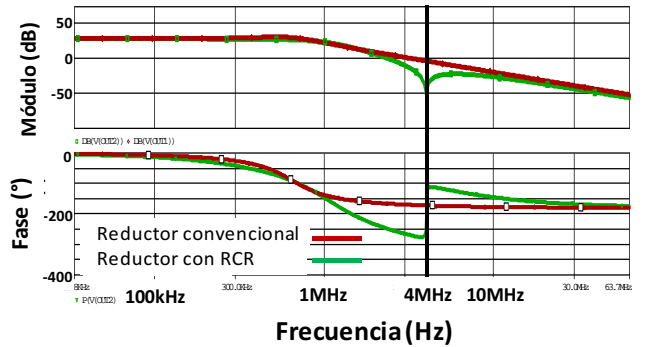


Figura 4. Diagramas de Bode, módulo y fase, de la función de transferencia ciclo de trabajo a tensión de salida para el convertidor reductor convencional con y sin red de cancelación de rizado

Si comparamos la Figura 3 y la Figura 4, podemos observar que el comportamiento en frecuencia de la red de cancelación, en particular el diagrama de bode de magnitud de la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida, es diferente. En la Figura 3 se corresponde a un caso general de diseño basado en las consideraciones realizadas en [7]. En la Figura 4 el diseño específico explicado en el apartado II permite obtener la cancelación adicional centrada

en una frecuencia determinada, que será la de conmutación del convertidor.

Se ha analizado el efecto del nuevo diseño propuesto en la cancelación de rizado y en el valor de la inductancia de L_2 mostrado en (1). La ecuación (2), dada en forma implícita para una mejor comprensión, muestra la nueva solución para la cancelación de rizado de corriente de salida, obtenida del balance de rizado de corriente a la salida del convertidor. Para obtener (2), se asume que el rizado de tensión en C_b es sinusoidal. La función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida puede verse en la Figura 4.

$$\frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{N^2 \cdot \left(L_2 - \frac{T^2}{8\pi C_b} d \right)} - \frac{1}{\left(L_2 - \frac{T^2}{8\pi C_b} d \right) \cdot N} = 0 \quad (2)$$

Analizando (2) puede verse que la cancelación del rizado de la corriente de salida depende de más parámetros como C_b , T y el ciclo de trabajo d . Ajustándolos apropiadamente, una vez la frecuencia de conmutación está fijada, hay un único valor para L_2 que podemos calcular con (2) para diseñar un convertidor reductor con mayor ancho de banda y por lo tanto permitir una reducción en la relación frecuencia de conmutación respecto a ancho de banda. Reduciendo C_b se ha introducido una dependencia en la cancelación de rizado respecto de varios parámetros en contraposición al diseño propuesto en [7]. Idealmente no se necesitaría condensador de salida, pero para filtrar los componentes espectrales de mayores frecuencias se ha añadido un condensador C_o de baja capacidad (sin efecto en la frecuencia de resonancia del convertidor). En una aplicación que requiera ciclo de trabajo variable, como la que se propone, podría ser un problema la influencia del ciclo de trabajo d en la cancelación como se observa en (2), pero si el efecto de este término se limita por diseño y considerando que las especificaciones permiten un 1% de rizado de tensión a la salida en el peor caso y el efecto del condensador C_o , la eficiencia de la cancelación de rizado, como se ha demostrado experimentalmente, no se ve reducida.

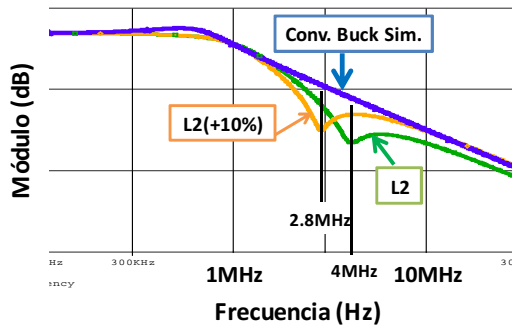


Figura 5. Análisis de sensibilidad en el convertidor propuesto ante variaciones en la inductancia de L_2 (+10%), diagrama de Bode del módulo de la función de transferencia de ciclo de trabajo a tensión de salida

El análisis de sensibilidad de la cancelación de rizado para L_2 , el parámetro que tiene mayor impacto en la eficiencia de la red de cancelación, puede verse en la Figura 5, donde se compara también con la simulación del diseño equivalente del convertidor reductor convencional. La resistencia de amortiguamiento R_d debe ser lo más baja posible ya que

disminuye la eficiencia de la cancelación de rizado. En un diseño como el presentado en [7] es necesario introducir una resistencia para atenuar la resonancia que puede observarse en la Figura 3, que generará pérdidas adicionales. En la aplicación propuesta dicha resistencia no se considera ya que el objetivo es minimizar su efecto, pero la suma de las resistencias parásitas de los componentes de la red disminuirá la cancelación de rizado.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha medido y modelado la función de transferencia de V_{sw} a V_o (Figura 1) para validar el diseño propuesto. La comparación puede verse en las Figuras 6 y 7, donde se muestran y comparan los diagramas de bode en módulo y fase simulados y medidos. En la Figura 6 se muestra adicionalmente, la simulación equivalente del convertidor reductor, para ilustrar las diferentes frecuencias de conmutación necesarias para obtener el mismo nivel de atenuación del rizado de tensión de salida.

En el ejemplo de diseño presentado, puede verse que se consigue una reducción de 12MHz a 4MHz en el convertidor reductor con cancelación de rizado. Asimismo, puede verse la buena correspondencia entre medida y simulación hasta altas frecuencias, superiores al rango de frecuencia de diseño. Los modelos usados para la simulación incluyen los componentes parásitos, como las capacidades parásitas de las bobinas acopladas, obtenidas mediante medidas, para obtener una buena correspondencia entre medida y simulación.

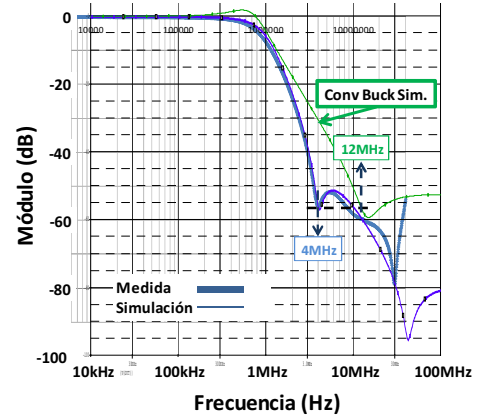


Figura 6. Comparación entre la medida y la simulación de la función de transferencia V_o/V_{sw} (módulo) del convertidor reductor con red de cancelación de rizado y el diseño simulado para el convertidor reductor convencional equivalente

En primer lugar, se ha realizado una validación del diseño propuesto para $f_{sw}=4\text{MHz}$, $V_{in}=24\text{V}$ y un amplio rango de tensiones de salida en continua. Se ha elegido para estos ensayos una carga resistiva de 5Ω . En la Figura 8 se muestra una fotografía del prototipo experimental implementado.

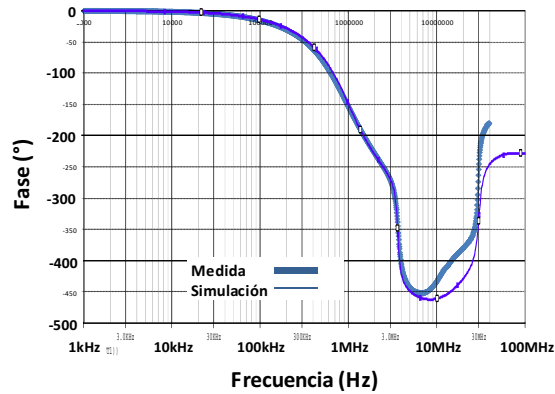


Figura 7. Comparación entre la medida y simulación de la función de transferencia V_o/V_{sw} (fase) del convertidor reductor con red de cancelación de rizado y el diseño equivalente simulado para el convertidor reductor convencional equivalente

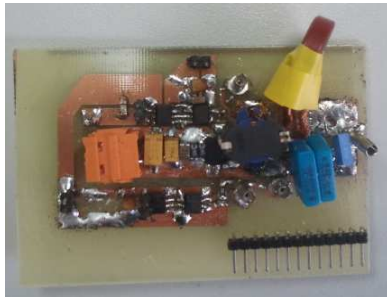


Figura 8. Fotografía del convertidor reductor con red de cancelación de rizado implementado

En la Figura 9 y en la Figura 10 se muestran V_o , i_1 e i_2 y la tensión (V_{ds_LS}) para el rectificador síncrono para ciclos de trabajo de 0.5 y 0.3 respectivamente. Puede verse como en ambos casos los rizados de corriente de i_1 e i_2 son iguales en amplitud y opuestos de manera que se consigue una cancelación del rizado de corriente y por lo tanto un rizado de tensión de salida prácticamente nulo, que puede verse en detalle en la Figura 11.

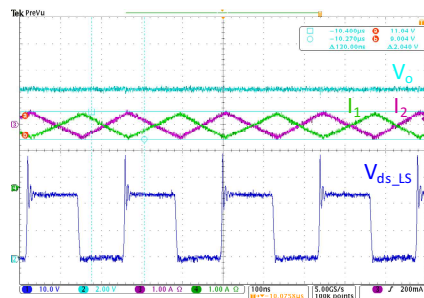


Figura 9. Formas de onda más significativas del convertidor reductor con cancelación de rizado para $f_{sw}=4\text{MHz}$, $V_{in}=24\text{V}$ y $d=0.5$; V_{ds} (10V/div), V_o (2V/div), i_1 & i_2 (1A/div); 100ns/div

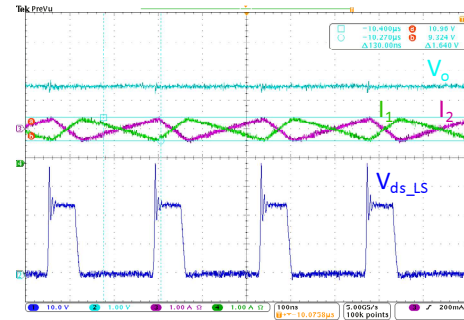


Figura 10. Formas de onda más significativas del convertidor reductor con cancelación de rizado para $f_{sw}=4\text{MHz}$, $V_{in}=24\text{V}$ y $d=0.3$; V_{ds} (10V/div), V_o (2V/div), i_1 & i_2 (1A/div); 100ns/div

En la Figura 11 se puede ver un detalle del rizado de conmutación de la tensión de salida para las condiciones de prueba de la Figura 9, con $d=0.5$ y un rizado de tensión de salida de 56mV, menor del 0.5% de la tensión de salida en ese punto de trabajo.

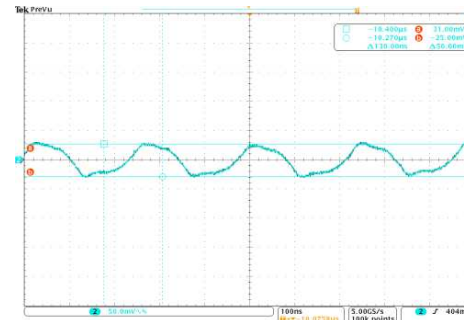


Figura 11. Rizado de conmutación de la tensión de salida (50mV/div) para $f_{sw}=4\text{MHz}$, $V_{in}=24\text{V}$, $d=0.5$; 100ns/div

El diseño propuesto, que consigue un aumento del ancho de banda sin aumentar la frecuencia de conmutación ni aumentar el rizado de tensión a la salida del convertidor, ha sido validado experimentalmente. Se ha aplicado una referencia sinusoidal de 285kHz para validar la cancelación de rizado así como el ancho de banda del convertidor. Las especificaciones para esta prueba son $V_{in}=24\text{V}$ y V_o de 6V a 16.5V. Se ha considerado, al igual que en las pruebas anteriores, una carga resistiva de 5Ω y se ha obtenido una máxima potencia de 54.45W. El valor de C_b se ha elegido de 40nF mientras que $C_o=5.6\text{nF}$. Se ha elegido una relación de vueltas de 4:1 con $L_{1A}=1.93\mu\text{H}$. Con estos valores, $L_2=393\text{nH}$ para un ciclo de trabajo del 50%. Como se muestra en la Figura 4, el convertidor reductor con red de cancelación de rizado con $f_{sw}=4\text{MHz}$ puede cumplir con la especificación de tener un rizado de tensión de salida menor del 1% en el peor caso de diseño mientras el convertidor reductor convencional debería conmutar a 12MHz para obtener la misma atenuación del rizado de tensión de salida. Para comparar la solución propuesta con el convertidor reductor convencional, se han realizado dos ensayos. En el primero de ellos se han probado ambos convertidores con diseños equivalentes (mismo ancho de banda de gran señal) a la misma frecuencia de conmutación y se han comparado estos resultados, que pueden verse en las Figuras 12 y 13.

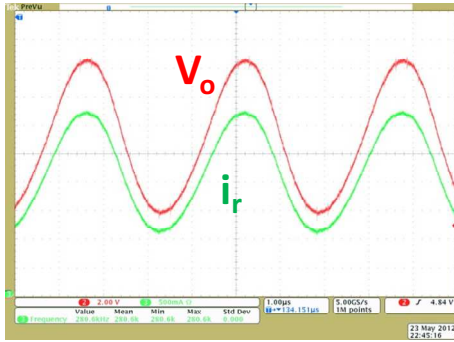


Figura 12. Resultados experimentales del convertidor reductor con red de cancelación de rizado; V_o (2V/div); i_r (500mA/div); 1μs/div

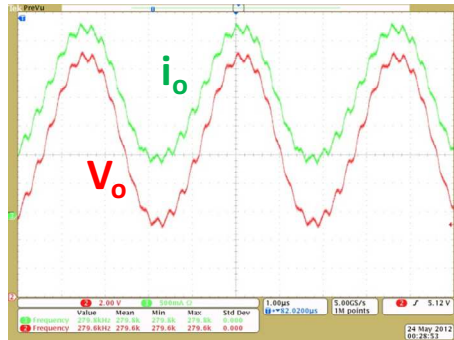


Figura 13. Resultados experimentales del convertidor reductor sin red de cancelación de rizado; V_o (2V/div); i_o (500mA/div); 1μs/div

Puede verse como se obtiene una tensión de salida sin rizado de conmutación en el convertidor reductor con cancelación de rizado en comparación con la salida con un rizado significativo del reductor convencional. En la Figura 14 se muestran adicionalmente las corrientes i_1 e i_2 del reductor con red de cancelación de rizado y en la Figura 15 el rizado de tensión que aparece en C_b debido al diseño propuesto.

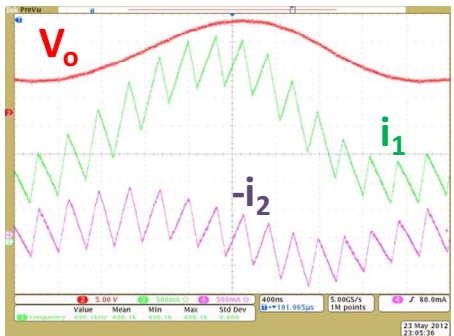


Figura 14. Resultados experimentales del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado: 5V/div para V_o y 500mA/div para corrientes; 400ns/div

Dado que las mayores ventajas de este convertidor con el diseño propuesto son un elevado ancho de banda y un alto rendimiento, esta última característica ha sido validada. El rendimiento del convertidor reductor convencional y el rendimiento del reductor con red de cancelación de rizado se

han medido y comparado para V_{in} de 10V, 15V y 20V, 50% de ciclo de trabajo y f_{sw} de 12MHz y 4MHz respectivamente.

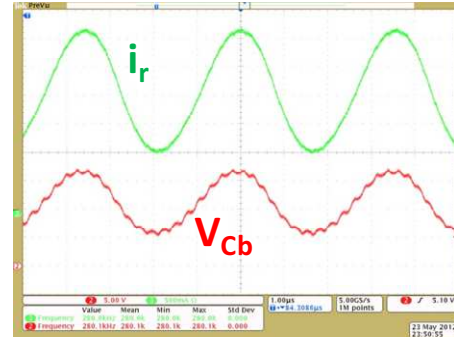


Figura 15. Resultados experimentales del convertidor reductor síncrono con red de cancelación de rizado (V_{cb} (5V/div) ; i_r (500mA/div) ; 1μs/div

TABLA I: COMPARACION DEL RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON RED DE CANCELACIÓN DE RIZADO Y DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CONVENCIONAL

$V_{in}(V)$	Rendimiento (%)		
	Reductor con RCR	Reductor convencional	Mejora de rendimiento
10	82,45	66,5	15,95
15	86,3	73,9	12,4
20	87,8	75,3	12,5

Como puede verse en la tabla I, se obtiene un rendimiento mucho mayor con el convertidor propuesto comparado con el reductor convencional para un mismo ancho de banda y atenuación del rizado de tensión de salida, con diferencias mayores del 12%.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un nuevo diseño para el convertidor reductor síncrono con red de cancelación para obtener un ancho de banda elevado con una frecuencia de conmutación reducida comparado con el diseño del convertidor reductor convencional aplicado a un amplificador de envolvente. Como se ha demostrado experimentalmente, la reducción de la frecuencia de conmutación permite un aumento en el rendimiento y en la fiabilidad del convertidor, comparado con otras soluciones lineales más disipativas. Se ha comparado el diseño propuesto con las soluciones existentes en el estado del arte, donde la cancelación de rizado depende de varios parámetros adicionales del circuito que pueden ser optimizados, permitiendo una reducción de la frecuencia de conmutación (validada de 12MHz a 4MHz en este trabajo). Se ha validado experimentalmente el funcionamiento del convertidor y la cancelación de rizado para una tensión de salida continua y para una señal sinusoidal. Se ha comparado experimentalmente el aumento en el rendimiento de 12.4% a 15.95% (para tensiones de entrada de 10V a 20V) respecto al convertidor reductor convencional equivalente. Dentro de las líneas de trabajo actuales se encuentran la adaptación del diseño propuesto para mayores tensiones y mayor frecuencia de conmutación y ancho de banda.

REFERENCIAS

- [1] C. Hsia, D.F. Kimball, S. Lanfranco, P.M. Asbeck, "Wideband high efficiency digitally-assisted envelope amplifier with dual switching stages for radio base-station envelope tracking power amplifiers", *Microwave Symp. Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, May 2010, pp. 672-675
- [2] S. Yoo, J.S. Walling, E.C.Woo, D.J. Allstot, "A Switched-Capacitor Power Amplifier for EER/Polar Transmitters", *Solid State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, 2011 IEEE International, Feb. 2011, pp. 428-430
- [3] A Y.-F. Liu, P.C. Sen, "New Class-E DC-DC Converter Topologies with Constant Switching Frequency", *Transactions on Industry Applications*, vol. 32, No. 4, 1996, pp. 961-969.
- [4] N. Singhal, N. Nidhi, R. Patel, S. Pamarti, "A Zero-Voltage-Switching Contour-Based Power Amplifier With Minimal Efficiency Degradation Under Back-Off", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 59, No. 6, June 2011, pp. 1589-1598
- [5] M. Vasic, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, D. Díaz, and J. A. Cobos, "Multilevel power supply for high efficiency RF amplifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, April 2010, pp. 1078-1089
- [6] M. Vasic, D. Díaz, O. García, J. A. Oliver, P. Alou and J. A. Cobos, "Optimal Design of Envelope Amplifier Based on Linear-Assisted Buck Converter", *IEEE Applied Power Electronics Conference 2012*, pp. 836-843
- [7] M. J. Schutten, R. L. Steigerwald, J. A. Sabaté, "Ripple Current Cancellation Circuit" *IEEE 2003 Applied Power Electronics Conference*, pp. 464-470
- [8] J. W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, F.C. Zach, "Novel Aspects of an Application of 'Zero'-Ripple Techniques to Basic Converter Topologies", *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1997*, pp. 796-803.
- [9] R. Martinelli, C. Ashley, "Coupled Inductor Boost Converter with Input and Output Ripple Cancellation", *IEEE Applied Power Electronics Conference 1991*, pp. 567-572.
- [10] D. C. Hamill, P. T. Krein, "A 'Zero' Ripple Technique Applicable To Any DC Converter" *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1999*, pp. 1165-1171.
- [11] F. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, no. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.